Eine stationäre Gitteraufstellung für Ultraschall zur Untersuchung von Klangspektren

Inaugural-Dissertation
zur Erlangung der Doktorwürde
der Naturwissenschaftlichen Fakultät
der Eberhard-Karls-Universität
zu Tübingen

vorgelegt von

Otto van Brießen
aus Achern

1 9 3 9

Buchdruckerei Albert Becht, Tübingen, Hirschgasse 16

Gedruckt mit Genehmigung der Naturwissenschaftlichen Fakultät
der Eberhard-Karls-Universität zu Tübingen.

Dekan: Prof. Dr. E. Hennig

Berichterstatter: Prof. Dr. E. Back

Tag der mündlichen Prüfung: 29. September 1939

§ 1. Einleitung.

Zur Analyse von Klängen und Geräuschen sind verschiedene elektroakustische Verfahren in Gebrauch:

Das Suchtonverfahren [1]) verwendet einen stetig veränderlichen „Suchton", der mit den Komponenten des zu analysierenden Frequenzgemisches Schwebungstöne bildet. Durch ein Instrument, das nur auf diesen sehr tiefen Schwebungston anspricht (Vibrationsgalvanometer) wird der Ton angezeigt. Ein Nachteil des Verfahrens liegt darin, daß die Analysierdauer verhältnismäßig groß ist. Die Methode steht in gewisser Analogie zur Erzeugung optischer Absorptionsspektren durch Einstrahlung von kontinuierlichem Licht. Ein anderes Verfahren ist das, eine große Anzahl von Bandpaßfiltern über den ganzen Frequenzbereich zu verteilen. Die Ausgangsspitzenspannungen der Filter gelangen über Gleichrichter auf Speicherkondensatoren, wo sie von einem umlaufenden Schalter abgetastet und den weiteren elektrischen Geräten bis zur Anzeige zugeleitet werden. Diesem Verfahren entspricht in der Optik die Anwendung von Farbfiltern verschiedener Durchlässigkeit zur Aussonderung von Spektrallinien.

Ein ganz neuartiger Weg wurde von Thienhaus [2]) eingeschlagen, indem er nicht von elektrischen, sondern unmittelbar von optischen Methoden ausging. Zur Aufnahme von Klangspektren verwandte er ein Beugungsgitter in einer Aufstellung, die der des Rowlandschen Konkavsgitters (auf Rowlandkreis) genau nachge-

1) M. Grützmacher ENT (1927) 533.

2) E. Thienhaus. Das akustische Beugungsgitter und seine Anwendung zur Schallspektroskopie. Leipzig 1935. J. Ambrosius Barth. In dieser Arbeit, die in der akustischen Abteilung des Heinrich-Hertz-Instituts für Schwingungsforschung in Berlin ausgeführt wurde, ist fast ausschließlich die akustische Seite des Problems behandelt. In der vorliegenden soll größerer Wert auf die Behandlung der elektrischen Teile der Apparatur gelegt werden.

bildet war. Um bei Luftschall eine brauchbare Größe des Gitterkreises zu erhalten, wird der Hörschall auf Ultraschall transformiert. Die Größenordnung der Wellenlänge des verwendeten Ultraschalls beträgt 1 cm (ca. 45 kHz). Damit auch die Gitterkonstante ca. 1 cm. Ueber den Aufbau einer stationären Schallgitteraufstellung dieser Art, einschließlich der zugehörigen elektrischen Apparatur, soll im folgenden berichtet werden. Die Aufstellung soll zur Aufnahme von Klangspektren in gleicher Art ständig bereitstehen wie eine stationäre optische Gitteraufstellung zur Analyse optischer Spektren. Man übersieht die Analogie zwischen optischer und akustischer Anordnung in Abbildung 1.

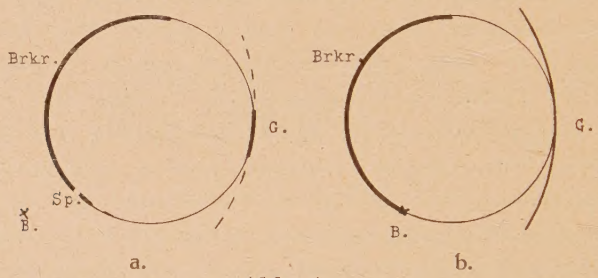

Abb. 1.

a) Optisch; L. Lichtquelle; S. Spalt; Brkr. Brennkreis; b) Akustisch; B. Bändchenstrahler; G. Gitter, Brkr. Brennkreis.

Dem optischen Spalt mit Lichtquelle entspricht in der elektroakustischen Anordnung der Bändchenstrahler auf dem Rowlandkreis, der das zu analysierende Tongemisch abstrahlt. Der photographischen Platte im optischen Fall entspricht im elektroakustischen ein Mikrophon, das auf dem Kreis (Abb. 1, b) herumgeführt wird. Wie oben angegeben, muß der zu untersuchende Hörschall zunächst auf Ultraschall passender Frequenz transformiert werden. Die Anordnung hierzu zeigt Abbildung 2.

Das zu untersuchende Frequenzgemisch, z. B. ein Geigenton, wird von einem Kondensatormikrophon (a) über einen Mikrophonverstärker (b) dem Gegentaktmodulator (d) zugeleitet. Der Modulator erhält gleichzeitig von einem Sender (c) eine konstante Frequenz von 45 kHz und stellt aus diesen beiden Frequenzen die

Summen- und Differenzfrequenzen her. Durch eine nachfolgende Siebkette (e) wird das untere Seitenband (Differenzfrequenz) ab-

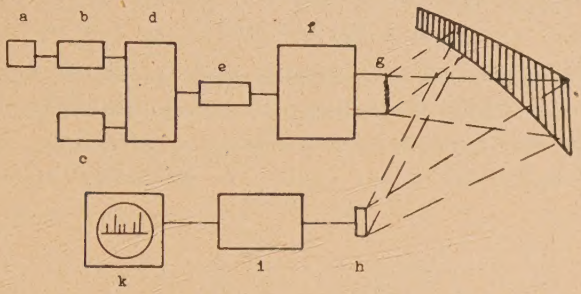

Abb. 2. Schematische Darstellung der elektr.akust. Gitteraufstelulng.

geschnitten und nur die Summenfrequenz durchgelassen, die in einem dreistufigen Endverstärker (f) nochmals verstärkt wird. Der Ausgang des Endverstärkers wirkt auf den schon erwähnten Bändchenstrahler (g), der diesen Ultraschall auf das Konkavgitter abstrahlt. Das auf dem Brennkreis des Gitters bewegliche Ultraschallmikrophon (h) nimmt die jeweils entstehenden „Spektrallinien" (Schallmaxima) auf, die über einen Mikrophonverstärker (i) dem stationär aufgebauten Oszillographen (k) zugeführt werden. Die einzelnen Stellungen des Lichtpunktes auf der Horizontalen des Leuchtschirmes der Braunschen Röhre sind eindeutig den einzelnen Punkten (Beugungswinkeln) auf dem Brennkreis des Gitters zugeordnet. Wird also das Mikrophon, vom Bändchenstrahler ausgehend, im Kreise herumgeführt (bei ausgeschaltetem Bändchenstrahler), so wandert der Lichtpunkt auf der mittleren Horizontalen des Leuchtschirms von links nach rechts. Wird der Bändchenstrahler eingeschaltet und wieder das Mikrophon herumgeführt, so führt der Lichtpunkt Schwingungen maximaler Amplituden senkrecht zur Horizontalen an den Orten der „Spektrallinien" (Beugungsmaxima) aus, minimaler Amplituden (Amplitude Null) in den Bereichen der Beugungsminima. Somit ist auf dem Leuchtschirm der Beugungswinkel (Frequenz) und die ihm zuge-

ordnete Schallintensität aus Fußpunkt und Amplitude des Leuchtflecks eindeutig zu entnehmen.

§ 2. Die elektrischen Geräte zur Herstellung des Ultraschalls.

Die Umformung des zu analysierenden Hörschalls in Ultraschall erfordert eine ziemlich verwickelte elektroakustische Apparatur. Sie besteht im wesentlichen aus folgenden Teilen:

a) Kondensatormikrophon (Abb. 2a und Abb. 3).

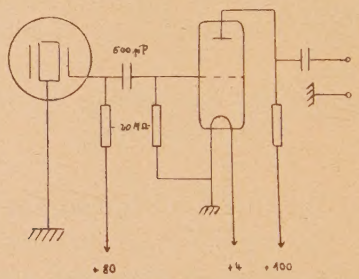

Abb. 3. Kondensatormikrophon.

Die erste Verstärkerstufe ist in dem Kondensatormikrophon selbst eingebaut. Bei genügend hoher negativer Gittervorspannung (— 2 V) bleibt der Gitterstrom dauernd Null. Es ist also zum Steuern der Röhre nur eine Wechsel**spannung** nötig. Der innere Widerstand der Röhre auf der Gitterseite ist unendlich groß. Man muß also auch den Eingangswiderstand so hoch wie möglich machen. Für die Erhöhung des Eingangswiderstands bildet die natürliche Kapazität des Gitters bei Tonfrequenzen von selbst die untere Grenze. Die Wechselspannung $\mathfrak{U}_G$ muß das Gitter und die Zuleitungen auf- und entladen. Es ist dazu ein Ladestrom $\mathfrak{J}_G = \mathfrak{U}_G \cdot j\omega C_n^{*})$ notwendig. Das Gitter besitzt also einen scheinbaren Widerstand $\mathfrak{R}_G = \frac{\mathfrak{U}_G}{\mathfrak{J}_G} = \frac{1}{j\omega C_n}$. Für eine Frequenz von 800 Hz ergibt das schon $\mathfrak{R}_G = \frac{1}{5000 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = 10 \cdot 10^6$ Ohm, wobei die Kapazität des Gitters und der Zu-

*) $j = \sqrt{-1}$

leitungen zu $C_n = 20$ pF angenommen wurde. Das ist also die Grenze für die Erhöhung des Gitterwiderstandes R_G. Es wurden 10 Megohm gewählt.

Außerdem ist bei zu hohen Widerständen die Störanfälligkeit gegen äußere Felder sehr groß. Um diese Störfelder unschädlich zu machen, ist das Mikrophon, ebenso wie der Vorverstärker und alle anderen Apparate, mit Aluminiumblech gepanzert, und die Verbindungen der einzelnen Geräte werden mit geschirmtem Hochfrequenzkabel hergestellt.

b) Mikrophonverstärker (Abb. 2b und Abb. 4).

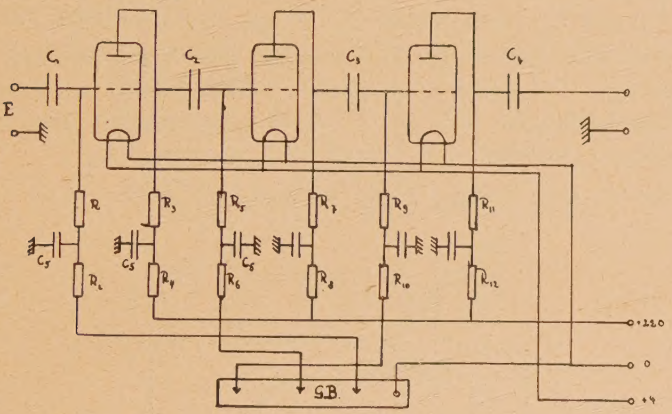

Abb. 4. Mikrophonverstärker.

Der Mikrophonverstärker ist ein dreistufiger Widerstandsverstärker. Die Anodenwechselspannung der ersten Röhre wird direkt dem Gitter der zweiten Röhre zugeführt. In die Verbindungsleitung muß ein Kopplungskondensator geschaltet werden, um die verschiedenen Gleichspannungen U_{A1} und U_{G2} zu trennen. Um eine möglichst gleichmäßige Verstärkung aller Tonfrequenzen, die bei E vom Mikrophon abgegeben werden, zu erreichen, werden die Kopplungskondensatoren C_{1-4} verhältnismäßig groß gewählt. Um Brummfreiheit zu erzielen, werden batteriegeheizte Röhren verwendet. Aus dem gleichen Grund werden Anoden- und Gitterspannungen aus Batterien bezogen. Diese Anoden- und Gitter-

spannungen werden über die Ohmschen Widerstände R zugeführt. Die Anodenwiderstände sind möglichst groß gegenüber dem R_i der entsprechenden Röhre gewählt, damit nahezu die volle Leerlaufspannung erreicht wird. Die obere Grenze der Größe der Anodenwiderstände ist hier durch zwei Gründe bestimmt, die miteinander im Zusammenhang stehen: Ist R_A zu groß, dann wird der Arbeitspunkt auf der Kennlinie zu weit nach unten verschoben, wo die Steilheit kleiner wird. Damit wächst R_i der Röhre, da ja $R_i = \frac{1}{S \cdot D}$. Als Maß für die Störungsanfälligkeit der Gitterzuleitung kann man die Parallelschaltung von R_i, R_A und R_G setzen. Sind R_A und R_G groß gegen R_i, so ist das praktisch gleich R_i. Man muß also vermeiden, R_i durch zu großes R_A zu vergrößern. Die Anoden- und Gitterwiderstände wurden jeweils unterteilt, und der Zwischenpunkt über 2 µF hochfrequenzmäßig geerdet, um eine sichere Stabilität des Verstärkers zu erreichen.

c) Der 45 kHz Sender (Abb. 2c und Abb. 5).

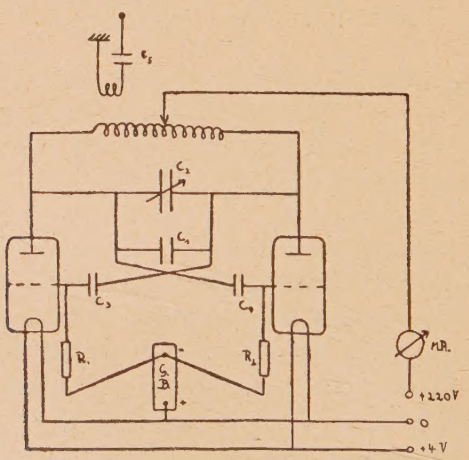

Abb. 5. 45 kHz Sender.

Der Sender liefert die Trägerfrequenz für den Hörschall. Er ist als Gegentaktsender aufgebaut. Die Größen der Kapizität und

der Selbstinduktion des Schwingungskreises berechnen sich aus der Formel:

$$\lambda = 2\pi\sqrt{L \cdot C} \qquad \lambda, L \text{ und } C \text{ in cm.}$$

Für Schwingungskreise ist $L : C = 1 : 1500$ das günstigste Verhältnis. Daraus ergibt sich $C = 2750$ cm, $L = 4{,}1 \cdot 10^6$ cm = 4,1 mHy.

Die Kapazität besteht aus einem Glimmer-Calit Kondensator von 2500 cm, dem ein Luftdrehkondensator von 500 cm parallel geschaltet ist, der zur genauen Einstellung der 45 kHz dient. Die Trägerfrequenz wird mit Hilfe einer Kopplungsspule L_2 dem Modulator zugeführt.

d) Der Modulator (Abb. 2 d und Abb. 6).

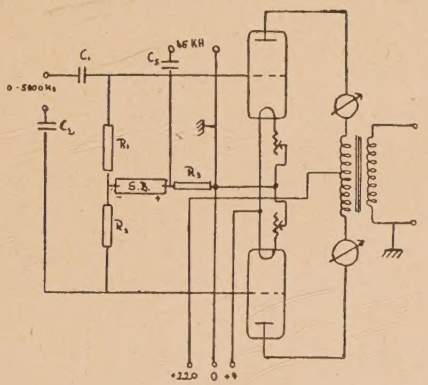

Abb. 6. Modulator.

Der Modulator erhält vom Mikrophonverstärker den Hörschall von 0—10 000 Hz und gleichzeitig vom Sender die Trägerfrequenz von 45 kHz. Die Röhren sind in Gegentakt geschaltet. Die Trägerfrequenz wird im Gleichtakt den Gittern zugeführt, sodaß sie sich nach dem Ausgangstransformator aufhebt. Die Hörfrequenz wird den Gittern durch einen Gegentakteingangstransformator zugeleitet. Dadurch entsteht im Ausgang des Modulators das untere und das obere Seitenband. Um die Trägerfrequenz ganz zu beseitigen, ist es nötig, daß die beiden Röhren möglichst gleiche

U_G-J_A-Kennlinien in Steilheit und Krümmung besitzen. Die beiden Seitenbänder werden über den Transformator der Siebkette zugeführt. Der Transformator ist auf H-F-Eisen gewickelt (Ferrocart). R_i der RE 134 ist 10 000 Ohm. Der Widerstand der Sekundärwicklung des Transformators ist aus den Eigenschaften der Siebkette zu 19 600 Ohm gegeben.

Bei frequenzabhängigen Außenwiderständen bestehen drei Möglichkeiten der Anpassung: Die Unteranpassung $R_i > R_a$, die Anpassung 1 : 1 und die Ueberanpassung $R_i < R_a$.

Bei der Anpassung 1 : 1 ist $R_i = R_a$ oder $\omega L = R_i$. Das entspricht der Widerstandsanpassung. Dabei ist eigentlich nur für eine Frequenz richtig angepaßt, da sich R_a mit ω ändert. Für viel tiefere Frequenzen besteht Unteranpassung, für die $J_A = J_K$ (Kurzschlußstrom) = const. wird, und U_A mit abnehmendem ω abnimmt.

Für sehr viel höhere Frequenzen besteht Ueberanpassung, für die die Verhältnisse umgekehrt sind, d. h. es wird $U_A = U_L$ (Leerlaufspannung) = const. und J_A nimmt mit wachsendem ω ab.

Eine solche Fehlanpassung verringert zwar die Größe der Ströme oder Spannungen, vergrößert aber den gleichmäßig übertragenen Frequenzbereich. Ueberanpassung macht die Spannung in größerem Maße frequenzunabhängig, Unteranpassung den Strom. Deshalb wurde bei dem Modulator-Ausgangstransformator $R_a = 4 R_i$, also Ueberanpassung gewählt. Zur Berechnung der Selbstinduktion von Mantelspulen mit H-F-Eisenkern (Ferrocart) gibt die Fa. J. K. Görler folgende Formel an:

$$L = k \cdot n^2 \cdot \frac{q}{l_e}$$

L = Selbstinduktion in cm.
n = Windungszahl.
q = der vom Kraftfluß durchsetzte Eisenquerschnitt in cm^2.
l_e = der mittlere Kraftlinienweg im Eisen.
k = eine Größe, die außer 4π noch die Streuung der jeweiligen Spulengröße einschließt.

Für den verwendeten Kern ergibt sich daraus $n_1 = 1660$, $n_2 = 1190$ Windungen. Als Gegentakttransformator erhält der Kern also

2 · 1660 Windungen primär und 1190 Windungen sekundär.

e) Die Siebkette (Abb. 2e und Abb. 7).

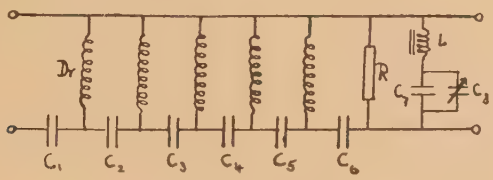

Abb. 7. Siebkette.

Die Siebkette hat den Zweck, das untere Seitenband und die Niederfrequenz zu beseitigen. Ihre untere Grenzfrequenz ist 45 kHz. Die Selbstinduktion der H-F-Drosseln (Görler H-F-Eisenkern) beträgt 35 mHy.

Für eine solche Kondensatorkette ist die untere Durchlässigkeitsgrenze gegeben durch die Formel:

$$\omega \leq \frac{1}{2\sqrt{L \cdot C}} \qquad \omega = 6{,}28 \cdot 45\,000 = 282\,600.$$

Daraus berechnen sich die Kapazitäten zu $C = 90{,}2$ pF.

C_1 und C_6 müssen als außenstehende Glieder den doppelten Wert, also 180 pF erhalten.

Der Kennwiderstand $\mathfrak{Z}$ oder Wellenwiderstand, mit dem die Siebkette bei richtiger Anpassung abgeschlossen sein muß, ist das geometrische Mittel zwischen Leerlaufwiderstand $\mathfrak{R}_L$ und Kurzschlußwiderstand $\mathfrak{R}_K$ eines Sternglieds.

Ist die Siebkette nicht mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen, so ist bei Leerlauf das Verhältnis der Ströme, bei Kurzschluß das der Spannungen an Eingang und Ausgang unendlich. Ist die Siebkette mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen, so besteht zwischen Strömen bzw. Spannungen an Eingang und Ausgang das gleiche Verhältnis.

Kennwiderstand:

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\mathfrak{R}_L \cdot \mathfrak{R}_K}$$

Berechnung des Leerlaufwiderstands $\cdot \Re_L$.

Widerstand des Kondensators: $\Re = \frac{1}{j\omega C}$

Widerstand der Drossel: $\Re = j\omega L$

Gesamtwiderstand: $\Re_L = \frac{1}{j\omega C} + j\omega L$

Berechnung des Kurzschlußwiderstands: $\Re_K$

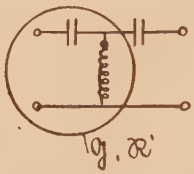

Abb. 8. Ein Sternglied aus der Siebkette.

($\mathfrak{R}'$ = Kurzschlußwiderstand von C und L parallel in Abb. 8, Kreis).

$\mathfrak{G}$ = Leitwert. $\mathfrak{G} = \frac{1}{\mathfrak{R}'}$

$$\mathfrak{G} = \frac{1}{j\omega L} + j\omega C = \frac{1 - \omega^2 LC}{j\omega L}$$

$$\mathfrak{R}' = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

$$\mathfrak{R}_K = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} + \frac{1}{jC\omega}$$

$$\mathfrak{Z}^2 = \mathfrak{R}_L \cdot \mathfrak{R}_K \quad \left(\frac{1}{j\omega C} + j\omega L\right)\left(\frac{1}{j\omega C} + \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}\right)$$

Also: $$\mathfrak{Z}^2 = \frac{1}{\omega^2 C^2} + \frac{\omega L}{\omega C + \omega^3 LC^2} + \frac{L}{C} - \frac{\omega^2 L^2}{1 - \omega^2 LC}$$

Die Glieder mit ω^2 im Nenner sind vernachlässigbar. Es bleibt:

$$\mathfrak{Z}^2 = \frac{L}{C} \qquad \mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad , \text{ mithin}$$

$$\mathfrak{Z} = \sqrt{\frac{35 \cdot 10^{-3}}{90 \cdot 10^{-12}}}\,\Omega = 19\,600\,\Omega$$

Da die Siebkette symmetrisch ist, wird sie am Eingang und Ausgang mit diesem Widerstand abgeschlossen.

Die sekundäre Wicklung des Modulatorausgangstransformators ist der Eingangswiderstand der Siebkette. Der Ausgangswiderstand ist ein ohmscher. Um die im Modulator und Sender auftretende 1. Oberschwingung von der Frequenz 90 kHz zum Verschwinden zu bringen, wird hinter dem Ausgangswellenwiderstand noch ein darauf abgestimmter Saugkreis angebracht.

f) Der Endverstärker (Abb. 2 f und Abb. 9).

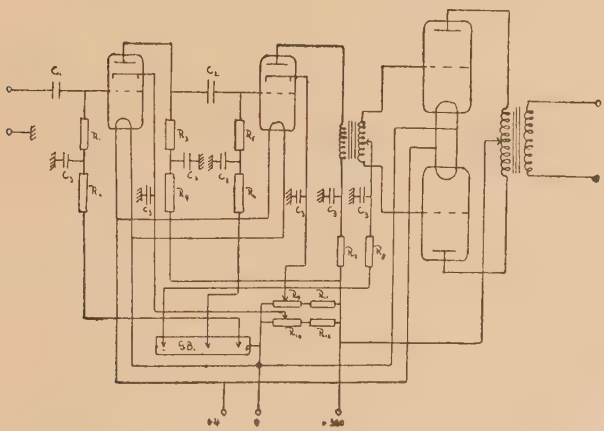

Abb. 9. Endverstärker.

Der Endverstärker besteht aus drei Stufen. Zwei Schirmgitterstufen und eine Gegentaktausgangsstufe. Die Schirmgitterröhren sind widerstandsgekoppelt, die Schirmgitterspannungen werden an Potentiometern abgegriffen. Die Gitterspannungen und der Heizstrom werden von Batterien entnommen. Die Anodenspannungen werden von dem Wechselstromnetzanschlußgerät für 350 Volt Gleichstrom bezogen. Der Zwischentransformator und der Ausgangstransformator ist auf H-F-Eisen gewickelt.

Der Zwischentransformator wird unterangepaßt, so daß $R_a : R_i = 1 : 3$. Unteranpassung wurde gewählt, weil bei dem großen

R_i der RES 164 d von 60 000 Ohm bei Ueberanpassung eine zu große Windungszahl auf den Kern hätte aufgebracht werden müssen. Dadurch wäre der ohmsche Widerstand der Primärwicklung zu groß geworden, und ebenso die Spulenkapazität des Transformators.

Auch muß bei Schirmgitterröhren im allgemeinen unterangepaßt werden. Ist R_a groß, so erzeugt er eine große Wechselspannung $\mathfrak{U}_a \quad \mathfrak{R}_a \cdot \mathfrak{J}_a$. Sinkt aber die Anodenspannung unter die Schirmgitterspannung, dann wechselt der Strom in der Röhre plötzlich von der Anode zum Schirmgitter. Dadurch treten Verzerrungen auf. Man muß also dafür sorgen, daß die kleinste Anodenspannung (Restspannung) $U_A = U_a - \mathfrak{U}_a$ nie kleiner als die Schirmgitterspannung wird. Also muß R_a verhältnismäßig klein sein, damit $\mathfrak{U}_a$ nicht zu groß wird. Bei Bremsgitterröhren wie die RES 164 d tritt das Umwechseln des Stromes erst sehr spät ein. Trotzdem wurde aus den vorher angegeben Gründen unterangepaßt.

Um die Gegentaktendstufe voll aussteuern zu können, ist eine verhältnismäßig hohe Gitterwechselspannung nötig. Deshalb wurde die sekundäre Wicklung des Zwischentransformators so gewählt, daß ungefähr eine zweifache Spannungserhöhung eintritt.

Der Ausgangstransformator.

Der innere Widerstand der AD 1 ist 700 Ohm. Der Widerstand des Bändchens wird zu 3 Ohm angenommen. Es wird unterangepaßt, um möglichst große Frequenzunabhängigkeit des Stromes zu erhalten, und zwar $R_a : R_i = 1 : 4$.

Das ergibt: L (primär) = 9,4 mHy $\quad n_1 = 312$ Windungen.
L (sek.) = 0,01 mHy $\quad n_2 = 10$ Windungen.

Die Sekundärwicklung besteht aus 1,5 mm² Hochfrequenzlitze.

Eine andere Art der Berechnung von Ausgangstransformatoren ist die, bei der man die größte verzerrungsfreie Leistung der Röhre zugrunde legt, die Röhre also optimal ausnützt. Da der Ausgangswandler im vorliegenden Falle auf einen Bändchenstrahler wirkt, dem eine möglichst große Leistung zugeführt werden soll, ist diese Berechnungsart auch hier geeignet.

Die Anodenverlustleistung darf nicht überschritten werden, weil sonst durch zu starke Erwärmung der Anode die Röhre gefährdet wird. Die Verlustleistung ist gleich der Gleichstromleistung, also gleich Anodengleichstrom × Anodengleichspannung. Bei einer Erhöhung der Anodenspannung muß also der Anodenstrom verkleinert werden, um die Verlustleistung nicht zu überschreiten. Im J_A-U_A-Diagramm der Röhre ergibt sich also folgende Kurve: (Hyperbel $\tilde{5}$ Abb. 10).

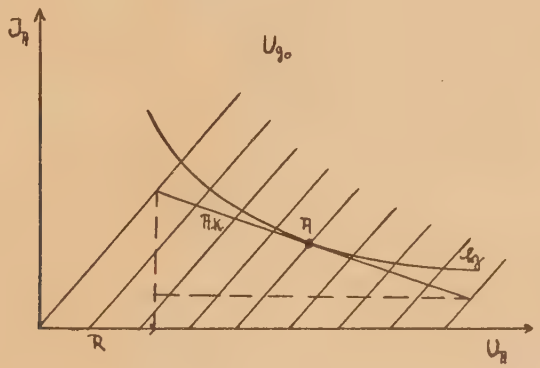

Abb. 10. U_A-J_A-Diagramm.

Der Arbeitspunkt darf nicht über dieser Linie liegen. A sei der Arbeitspunkt, die Gerade AK die Arbeitskennlinie. Die Neigung der Arbeitskennlinie ist dadurch bestimmt, daß für jeden gewählten Arbeitspunkt der rechtsliegende Teil bis zur Nullinie genau so groß sein muß, wie der linksliegende bis zur Röhrenkennlinie $U_G = O$. Andererseits ist die Neigung der Arbeitskennlinie ein Maß für die Größe des Außenwiderstandes. Ist $R_a = R_i$, so ist die Neigung der Arbeitskennlinie umgekehrt gleich der der Röhrenkennlinien.

Wird $R_a > R_i$, so wird die Arbeitskennlinie flacher, und umgekehrt. Die Projektionen der Arbeitskennlinie auf die J_A- und U_A-Achsen geben die Größen des ausgesteuerten Anodenstromes bzw. der ausgesteuerten Anodenspannung an. Je flacher die Ar-

beitskennlinie, also je größer R_a, umso größer ist die ausgesteuerte Spannung, und um so kleiner der ausgesteuerte Strom, und umgekehrt. Die größte Leistung wird also dann erreicht, wenn das Dreieck, gebildet aus den Projektionen und der Arbeitskennlinie, seinen größten Flächeninhalt hat. Die Wechselstromleistung ist $^1/_4$ des Dreieckinhalts, denn der ausgesteuerte Strom ist gleich der doppelten Stromamplitude und die ausgesteuerte Spannung gleich der doppelten Spannungsamplitude. Für die Leistung ist aber jeweils der Effektivwert, also das $\frac{1}{\sqrt{2}}$ fache, maßgebend. Also ist die Leistung: $\frac{\text{ausgesteuerter Strom}}{2\sqrt{2}} \times \frac{\text{ausgesteuerte Spannung}}{2\sqrt{2}} = {}^1/_4$ des Dreieckinhalts.

Bei höherer Anodenspannung steigt die Leistung, obwohl durch Verschiebung des Arbeitspunktes nach rechts er auf eine niederere Stelle der Leistungsbegrenzungslinie zu liegen kommt. Die Arbeitskennlinie wird flacher, der Außenwiderstand höher, aber die Anodenspannung wird weiter ausgesteuert, so daß die Restspannung kleiner wird. Der ausgesteuerte Strom nimmt aber nicht in dem gleichen Maße ab.

Da die Röhrenkennlinien aber keine Geraden sind und nicht überall den gleichen Abstand haben wie angenommen wurde, ändert sich der günstigste Außenwiderstand etwas.

Für die verwendete Röhre AD 1 ergibt sich aus deren Diagrammen für $U_A = 250$ Volt, $U_G = -45$ Volt, ein äußerer Widerstand von $R_a = 2300$ Ohm. Die Leistung beträgt dann $N = 4{,}2$ Watt, bei $R_a = 2800$ Ohm, $N = 3{,}9$ Watt.

i) Der Ultraschall-Mikrophonverstärker.

Die am Brennkreis vom Ultraschallmikrophon aufgenommene Energie wird im Ultraschallmikrophonverstärker weiter verstärkt. Im Aufbau gleicht er dem Eingangsmikrophonverstärker, nur sind die Kopplungskondensatoren bedeutend kleiner, da der Widerstand für Kondensatoren für Frequenzen bei 45 kHz viel geringer ist als für Hörschallfrequenzen. Außerdem ist die Breite

des gleichmäßig zu übertragenden Frequenzbandes sehr viel schmaler. Sie beträgt hier ca. $^1/_3$ Oktave, während sie beim Hörschall ca. 10 Oktaven ausmacht.

Wechselstromnetzanschlußgerät (Abb. 11).

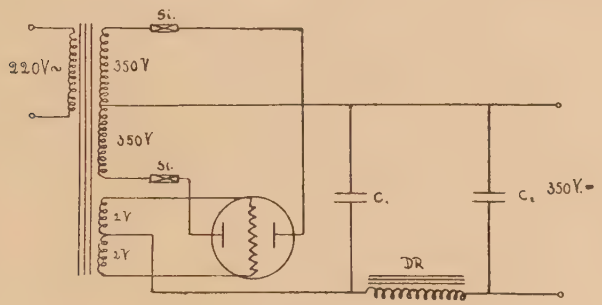

Abb. 11. Netzanschlußgerät.

Zweiweggleichrichter richten beide Halbwellen der Wechselspannung gleich, haben also die doppelte Pulsationsfrequenz. Man verwendet am besten Gegentaktschaltung, bei der der Wandler nicht vormagnetisiert wird, weil beide Hälften vom Gleichstrom in entgegengesetzter Richtung durchflossen werden. Die so erzeugte pulsierende Gleichspannung kann als Anodenspannung noch nicht verwendet werden. Sie muß erst noch gesiebt werden. Dies geschieht durch Abdrosseln der störenden Wechselspannung durch einen möglichst großen Längswiderstand (Drossel), und durch Kurzschließen mit einem möglichst kleinen Querwiderstand. (Kondensator). Für eine Pulsationsfrequenz von 100 Hz stellt der verwendete Kondensator von 6 µF einen Widerstand von 260 Ohm dar. Der von 8 µF einen solchen von 200 Ohm. Die Siebwirkung tritt aber erst ein, wenn der Längswiderstand wesentlich größer ist als der Querwiderstand. Die Drossel hat bei einer Belastung von 150 mA eine Selbstinduktion von 8 Hy. Das ergibt einen Widerstand für die Pulsationsfrequenz von 5000 Ohm.

Die Spannung der Pulsationsfrequenz sinkt im Verhältnis der Widerstände. Hier also auf $\frac{200}{5000} = {}^1/_{25}$. Die Anodenspannungen

für die Vorstufen des Endverstärkers (RES 094, RES 164 d) werden im Verstärker selbst noch einmal gesiebt. Für die RES 094 z. B. wird die Störspannung noch einmal auf $\frac{R_4}{j\omega C} = \frac{800}{3000}$ das ist $^1/_{35}$ herabgesetzt, also insgesamt auf $^1/_{900}$. Da diese Röhre einen verhältnismäßig geringen Anodenruhestrom besitzt, darf man hier ohne weiteres einen so hohen ohmschen Widerstand benützen, ohne befürchten zu müssen, die Anodenspannung zu stark herabzusetzen.

Das Gerät liefert 350 Volt Anodenspannung für den Endverstärker und ist mit 200 mA belastbar.

N-F-Kraftverstärker.

Zur Darstellung von rein sinusförmigen Tönen zu akustischen Messungen wurde ein N-F-Verstärker gebaut, der dem Schwesummer von Siemens und Halske angepaßt ist. Er ist als dreistufiger Widerstandsverstärker mit Vollwechselstromnetzanschluß aufgebaut. Die Röhren sind: $2 \times$ REN 904, AD 1, RGN 2504.

Der Wellenmesser (Abb. 12).

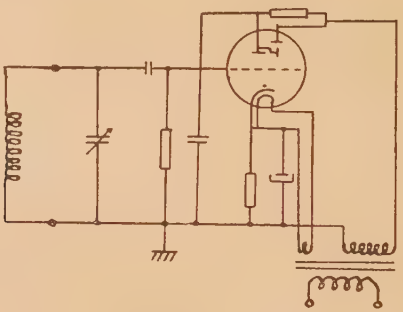

Abb. 12. Schaltung des Wellenmessers.

Der Absorptionswellenmesser besteht aus einem guten Schwingungskreis mit 3 auswechselbaren Induktionen, für die verschiedenen Meßbereiche (25—100, 95—350 und 395—1200 kHz). Zur Anzeige der Resonanz wurde bei solchen Wellenmessern bis jetzt meistens ein Hitzdrahtampèremeter oder ein Thermokreuzinstrument benutzt. Da solche Instrumente aber eine gewisse

Leistung verbrauchen, wirken sie dämpfend, und setzen damit die Resonanzschärfe des Kreises herab. Im vorliegenden Falle wurde ein Abstimmkreuz als Resonanzindikator verwendet, wie sie in Rundfunkapparaten zur Scharfeinstellung des Senders benutzt werden. Ein solches Abstimmkreuz hat praktisch keinen Eigenverbrauch, dämpft deshalb den Kreis nicht und arbeitet trägheitslos. Außerdem ist es im Gegensatz zu Thermoampèremetern vollständig unempfindlich gegenüber Ueberlastung. Die Schaltung zeigt Abb. 12.

Zur Speisung der Elektroden des Anzeigesystems wird 250 Volt Wechselstrom verwendet. Der Elektronenstrahlindikator arbeitet deshalb nur während der kleinen Zeitdauer, in der die Anoden genügend positive Spannung besitzen. Es entsteht dadurch aber kein sichtbares Flimmern, und man spart den Gleichrichter im Netzanschlußgerät, das nur noch aus einem Transformator besteht. Der Triodenteil der Abstimmröhre ist als Anodengleichrichter geschaltet. Bei steigender Hochfrequenzsignalstärke nimmt der mittlere Anodenstrom zu. Dadurch sinkt, infolge des Anodenwiderstandes von 2 Megohm, die Spannung an den Ablenkplatten des Leuchtsystems, und die fluoreszierenden Sektoren werden kleiner. Ist die Stärke des Hochfrequenzsignals gleich Null, so ist der Schirm voll beleuchtet. Bei sehr großer Signalstärke ist innerhalb eines gewissen Bereiches der Abstimmung keine Aenderung der Sektorenbreite zu erreichen. Durch losere Kopplung mit der Spannungsquelle ist dann eine feinere Einstellung zu erzielen. So besteht die Möglichkeit, durch geeignete Wahl der Kopplung eine sehr feine Ablesung zu erhalten.

Die Eichung des Wellenmessers wurde mit bekannten Rundfunkstationen und den Oberwellen eines veränderlichen Senders vorgenommen. In dem hauptsächlich gebrauchten Gebiet um 45 kHz ist eine Genauigkeit von 50 Hz ohne weiteres zu erreichen und abzulesen.

§ 3. Meßmethoden und Ergebnisse.

Die Ermittlung der Intensität der einzelnen Komponenten des Frequenzgemisches ist nur eindeutig möglich, wenn der Frequenz-

gang der einzelnen Geräte bekannt ist und daraus der der ganzen Anordnung. Wünschenswert wäre es natürlich, für alle Frequenzen eine möglichst gleichmäßige Verstärkung zu erhalten, um aus dem Bild auf dem Schirm des Oszillographen sofort Rückschlüsse auf die Stärke der einzelnen Komponenten ziehen zu können. Ganz wird sich das Ziel nicht erreichen lassen, jedoch läßt sich eine gute Annäherung an überall gleichmäßige Verstärkung unschwer erzielen.

a) Klirrfaktor [3]).

Zu weiteren Fehlbeurteilungen können die nicht linearen Verzerrungen der Verstärker führen, durch Auftreten von Obertönen, Differenztönen und Summentönen, die natürlich das Klangbild fälschen. Der Grund dieser Verzerrungen liegt hauptsächlich in der Krümmung der Kennlinien im Gebiet zu starker Aussteuerung. Es wird dann eine reine Sinuskurve nicht mehr als solche weitergegeben. Das Maß für die durch Obertöne verursachte nichtlineare Verzerrung ist der Klirrfaktor K, der definiert ist als:

$$K = \frac{\sqrt{\Sigma p_n^2}}{p_o}$$

Σp_n^2 = Summe der Amplitudenquadrate der Oberschwingungen.

p_o = Amplitude des Grundtons.

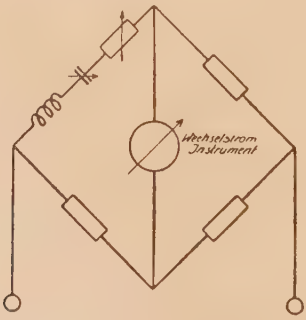

Abb. 13. Schaltung der Klirrfaktormeßbrücke.

3) K. Küpfmüller: Fachbericht d. 31. Jahresvers. VDE S. 87, 1926.

Der Klirrfaktor wird in Prozenten angegeben und soll bei elektroakustischen Geräten 10 % nicht überschreiten.

Die Messung des Klirrfaktors wurde mit Hilfe einer Klirrfaktormeßbrücke gemäß Abb. 13 vorgenommen. Der Schwingungskreis ist auf die Grundfrequenz abgestimmt. Durch die Brückenschaltung wird nur noch die Summe der Oberschwingungen gemessen. Durch Umschalten kann die Gesammtspannung gemessen werden. Die Größe des Klirrfaktors erhält man durch Division der beiden Spannungen. Er blieb bei allen Geräten unter 3 %.

b) Frequenzgang.

Eichung des Mikrophons (Abb. 14).

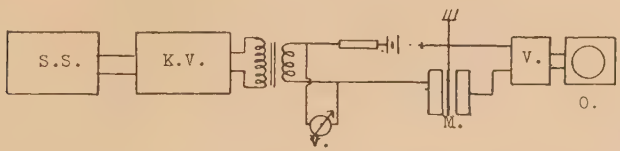

Abb. 14. Schaltung zur Mikrophon-Eichung.

S.S. Schwebungssummer; K.V. Kraftverstärker; V. Voltmeter; M. Mikrophonkapsel; V. Mikro.Verstärker; O. Oszillograph.

Zur Eichung des Mikrophons wurde das Verfahren mit einer Hilfselektrode verwendet. Zwischen Hilfselektrode und Membran wurde eine Gleichspannung von 65 Volt und eine Sondenwechselspannung von 1 Volt gelegt. Die Wechselspannung wurde vom S. & H. Schwebungssummer SS über den Kraftverstärker KV hergestellt. Die Frequenz ist veränderlich von 16—10 000 Hz. Die Spannung wurde nach dem Uebertrager mit einem S. & H. H-F-Meßinstrument auf 1 Volt gehalten. Die vom Mikrophon mit Verstärker V abgegebenen Spannungen wurden mit dem Oszillographen O gemessen und gleichzeitig auf ihre Sinusförmigkeit geprüft. Den so erhaltenen Frequenzgang des Mikrophons zeigt die Abb. 15. In der Darstellung ist die Ordinate in Neper aufgeteilt. Das Neper ist eine Maßeinheit für das Verhältnis zweier Leistungen, Spannungen oder Ströme in einem logarithmischen

Maßstab. Dem Neper liegt der natürliche Logarithmus zugrunde mit der Basis e. Es ist der Ausdruck dafür, daß das Verhältnis

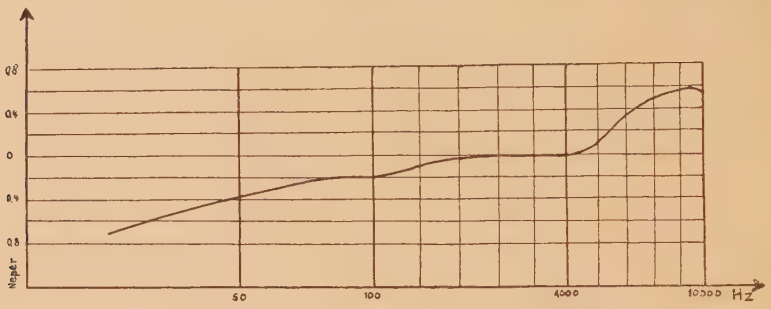

Abb. 15. Frequenzgang des Mikrophons.

zweier Größen gleicher Dimension den Betrag e hat. Positive Werte bedeuten eine Verstärkung, negative eine Dämpfung. Die Einführung des Neper hat den Vorteil, daß man die in diesen Werten ausgedrückten Verstärkungen bzw. Dämpfungen der einzelnen Uebertragungsglieder einfach addieren bzw. subtrahieren kann. Die Größe der Ausgangsspannung bei 800 Hz wurde hier, wie auch bei den folgenden Messungen, als Bezugspunkt festgelegt.

Diese Frequenzkurve muß noch mit Hilfe der Drucktransformation[4]) korrigiert werden. Falls die Größe des Mikrophons nicht klein ist gegen die Wellenlängen, werden die hohen Frequenzen bevorzugt wiedergegeben. Für ein Mikrophon, das ungefähr einer Kugel von 7 cm Durchmesser entspricht, zeigt die nachfolgende Kurve diesen Druckanstieg (Abb. 16).

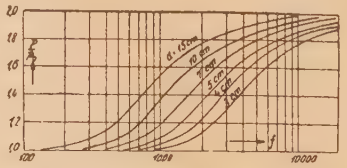

Abb. 16. Anstieg des Schalldrucks für versch. Kugeldurchmesser.

4) H. J. von Braunmühl u. W. Weber: Einf. i. d. angew. Akustik, S. Hirzel, Leipzig 1936, S. 80.

Abb. 17 gibt die Frequenzkurve des Mikr.Verstärkers wieder. Bei 800 Hz ist der Verstärkungsfaktor des Mikr.Verstärkers = 1000. Aus Abb. 18 ist der Frequenzgang des N-F-Verstärkers zu ersehen. Für die Siebkette ist die Durchlässigkeit in Abb. 19 gezeigt. Der Anstieg der Kurve bei Werten über 55 kHz ist bedeutungslos, weil so hohe Frequenzen nicht vorkommen.

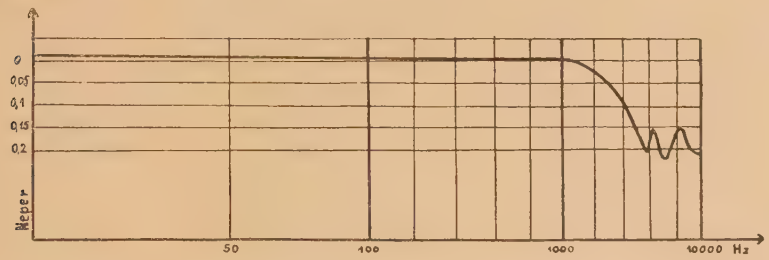

Abb. 17. Frequenzgang des Mikrophonverstärkers.

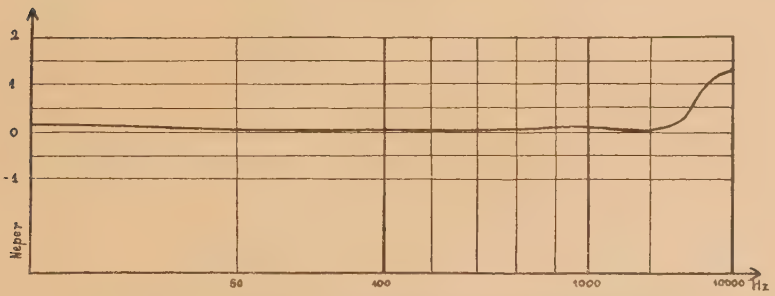

Abb. 18. Frequenzgang des N-F-Verstärkers.

Für den Endverstärker und den Ultraschallmikrophonverstärker ist die Kurve praktisch eine Gerade, weil der Uebertragungsbereich sehr schmal ist (ca. $^1/_3$ Oktave).

§ 4. Bändchenstrahler, Ultraschallmikrophon und akustisches Gitter.

Während die bisher beschriebenen elektrischen Teile der Apparatur schon vor Kriegsbeginn voll durchgebildet, und in ihrer

Funktion ausgeprobt und durchgemessen waren, trifft dies für Teile der akustischen Apparatur nicht zu. Unerwartet eingetretene Schwierigkeiten in der Materialbeschaffung und Stockung der Werkstattarbeit haben die Fertigstellung bis auf weiteres unterbrochen.

Abb. 19. Dämpfung der Siebkette.

Im folgenden werden diese Apparaturteile hinsichtlich ihrer Planung und Herstellung beschrieben und Meßergebnisse mitgeteilt, soweit die Apparate fertiggestellt sind.

a) Bändchenstrahler.

Als Ultraschallquelle soll ein Bändchenstrahler verwendet werden. Für das Bändchen ist eine Länge von 140 mm und eine Breite von 6 mm vorgesehen. Als Material soll eine Aluminiumfolie von ca. 5 μ Stärke dienen. Dieses geriffelte Bändchen schwingt zwischen den Polen eines Elektromagneten, dessen Feldstärke im Interesse des abgestrahlten Ultraschalls sehr groß sein muß (ca. 20 000 Gauß).

b) Das Ultraschallmikrophon.

Als Ultraschallmikrophon ist die Konstruktion eines Kondensatormikrophons nach einer Arbeit von Sacerdote[5]) beabsichtigt.

5) Alta frequenza. Bd. 2, S. 516—536, 1933. FTM 1939, S. 170.

Diese Bauart zeichnet sich durch eine sehr hoch liegende Eigenfrequenz aus und ist in dem Bereich von 45—55 kHz noch sehr empfindlich.

c) Das Ultraschallgitter.

In der Eingangs zitierten Arbeit von Thienhaus ist die Berechnung des von ihm verwendeten Gitters — im Gegensatz zur elektrischen Apparatur, die nur als Skizze in großen Zügen angedeutet ist — ausführlich behandelt. Es ist beschrieben als ein Bogenstück einer logarithmischen Spirale von rund 3 m Länge, auf dem parallele senkrecht gestellte Stäbe nicht konstanten Abstands eingelassen sind.

Beim optischen Gitter liegen die Verhältnisse so: Im Gegensatz zu den Plangittern, bei denen der Strichabstand konstant ist, nimmt bei den Konkavgittern durch die Sekantenteilung der Strichabstand (Gitterkonstante) von der Mitte des Gitters aus symmetrisch nach beiden Seiten zu. Trotzdem kann der Strichabstand bei geringen Vernachlässigungen als konstant angenommen werden. Die Unsymmetrie der Aufstellung in bezug auf die Gitternormale hat zur Folge, daß die Spektrallinien, die von den Randteilen des Gitters abgebildet werden, nicht mehr genau mit denen zusammenfallen, die von der Mitte des Gitters herrühren. Dadurch ist die verwendbare Gitterbreite beschränkt. Der Radius des Rowland Kreises ist also verhältnismäßig groß gegen die Gitterbreite ($\sim$ 1 : 20).

Anders liegen die Verhältnisse beim Ultraschallgitter: Wollte man bei diesem auch nur einen so kleinen Oeffnungswinkel (Breite des Gitters) verwenden, dann müßte der Rowland-Kreis sehr große Dimensionen annehmen. Das ist schon wegen der starken Absorption des Ultraschalls in Luft nicht tragbar. Man ist also bei der akustischen Anordnung gezwungen, eine sehr große Breite des des Gitters auszunützen und darf deshalb keine Vernachlässigungen in bezug auf den Stababstand mehr gelten lassen. Dadurch treten bei der Konstruktion beträchtliche Schwierigkeiten auf. Thienhaus ging bei der Herstellung des Gitters so vor, daß er die Gitterkurve auf 2 mm starkem Eisenblech anriß, und dann die Stäbe in

Gruppen von 2—13 Stück, mit gleichem Stababstand innerhalb der Gruppen, auf der Kurve unterbrachte. Dadurch ist die Forderung der stetigen Aenderung des Stababstandes nicht genau erfüllt.

Bei dem Bau des Gitters[6]) wurde deshalb von mir anders verfahren. Zunächst wurde die Lage eines jeden der 287 Stäbe in cartesischen Koordinaten ausgerechnet. Dann wurde das Gitter in 10 gleiche Teile zu je 29 Stäben unterteilt, und jeder Teil wurde einzeln gebohrt. Dazu wurde auf der Hobelmaschine eine Teilmaschine festgelagert, (ca. 0,9 mm Ganghöhe, Teilkreis 102 mm Durchmesser, 100er Teilung mit 10er Nonius), deren Gewindespindel senkrecht zu derjenigen (2 mm Ganghöhe, Teilkreis 62 mm Durchmesser, 100er Teilung) stand, die den Bohrerkopf mit Spezialbohrer hielt. So konnte jedes einzelne Loch nach den Angaben der Rechnung gebohrt werden. Es wurden natürlich immer gleich beide Stücke, die obere und die untere Halterung der Stäbe, gebohrt. Darnach wurden die beiden Bleche des Teilstücks des Gitters durch drei T-Stege fest miteinander verbunden und die Stäbe eingeführt. Durch diese Herstellung des Gitters in Teilen hat man die Möglichkeit, sofort jedes einzelne Teilstück mit einer Meßuhr zu kontrollieren, und ein eventuell schlechtes auszuscheiden. Die Verbindung der einzelnen Stücke ist durch die T-Stege hergestellt, und die Kurvenrichtung ist schon durch den Winkel an der Stoßseite der Halterungsbleche festgelegt. Außerdem wird durch Uebergangslaschen, die die Stöße überlappen, und die nach dem gleichen Prinzip gebohrt sind, die genaue Einhaltung der Gitterkurve gewährleistet. Das Material, aus dem diese Stabträgerbleche hergestellt sind, ist Duraluminium. Dieser Werkstoff hat wohl einen größeren Ausdehnungskoeffizienten als Eisen, ist aber besser zu bearbeiten, und man erreicht damit (wie Versuche zeigten) eine weit größere Genauigkeit beim Bohren.

Auf Grund dieser Art der Herstellung des Gitters konnte es erreicht werden, daß jeder Stab mit einer Genauigkeit von $^{2}/_{100}$ mm an der ihm zugehörigen Stelle sitzt.

6) In der Feinmechan. Werkstätte des Tübinger Physikal. Instituts von Herrn Mechan.obermeister J. Speidel mit höchster Präzision in technischer Vollkommenheit ausgeführt.

Schluß.

Die Vollendung der Aufstellung der Gesamtapparatur ist wegen äußerer Hindernisse nach Kriegsbeginn vorläufig unmöglich geworden. Ultraschallversuche sind infolgedessen noch nicht ausführbar. Ich bin daher genötigt, mich hinsichtlich Ziel und Brauchbarkeit der Anordnung auf eine Beschreibung der Planung zu beschränken.

Die Möglichkeiten des beschriebenen Aufbaus sind folgende:

1. Untersuchung von musikalischen Klängen verschiedener Musikinstrumente („Aufnahme von simultanen Klangspektren").
2. Analyse von Geräuschen, wie z. B. Straßenlärm, Motorengeräusch.
3. Messung von Schallintensitäten.

Die Apparatur gestattet vorerst nur eine Analyse von Klängen oder Geräuschen, die eine gewisse Zeit (ca. 30 sec.) konstant in Lautstärke und Zusammensetzung sind. Es wäre ein weiterer stufenweiser Ausbau der Anordnung möglich, der es erlauben würde, auch sehr kurz dauernde Geräusche (Knalle usw.) aufzunehmen.

Der Weg dazu wäre folgender: Anstatt eines einzelnen Mikrophons auf dem Brennkreis werden mehrere dort untergebracht. Die von den mit den Mikrophonen fest zusammengebauten Vorverstärkern jeweils abgegebenen Spannungen werden durch einen umlaufenden Schalter (Elektronenstrahlschalter zur Vermeidung von Kontaktschwierigkeiten) dem Ultraschallmikrophonverstärker zur Verstärkung weitergegeben. Zur horizontalen Ablenkung des Leuchtpunktes auf dem Oszillographen (Angabe der Beugungswinkel) könnte dann die im Oszillographen eingebaute Zeitablenkung verwendet werden. Die Frequenz der Zeitablenkung muß dann mit der Umlaufsfrequenz des Elektronenstrahlschalters synchronisiertwerden. So entstünde auf dem Schirm der Braunschen Röhre sofort ein stehendes, vollständiges Bild des Schallspektrums. Die Feinheit der Unterteilung, also die Anzahl der „Spektrallinien", wäre durch die Anzahl der auf dem Brennkreis stehenden Mikrophone gegeben.

Das Hauptziel dieser konstruktiven Arbeit sollte sein: Eine stationäre Aufstellung für die Analyse simultaner Schallspektren zu schaffen, die dem Institut ständig zur Verfügung steht, und die ihrem Wesen nach in genauer Analogie steht zu der großen Rowland-Gitteraufstellung des Tübinger Instituts, die der Untersuchung optischer Spektra im Wellenlängenbereich oberhalb 2000 AE dient.

Die vorliegende Arbeit wurde in den Jahren 1937—1939 am Physikalischen Institut der Universität Tübingen durchgeführt. Die Anregung dazu verdanke ich meinem hochverehrten Lehrer Prof. Dr. E. Back, dem ich an dieser Stelle meinen herzlichsten Dank für die Förderung und stete Unterstützung aussprechen möchte.

Lebenslauf.

Ich, Otto van Brießen, wurde am 1. September 1908 als Sohn des Gastwirts C. van Brießen und dessen Ehefrau Lina geb. Trefz in Achern/Baden geboren. Ich besuchte dort die Volksschule und Oberrealschule, an der ich 1928 die Reifeprüfung ablegte. Danach arbeitete ich ein Jahr als Volontär in einer Grauguß-Gießerei und in einer Fabrikschlosserei. 1933 begann ich das Studium der Physik an der Technischen Hochschule in Karlsruhe. Seit Sommersemester 1936 studierte ich an der Universität Tübingen.